

CONVERSOR CC–CC ABAIXADOR ELEVADOR TRIFÁSICO ISOLADO EM ALTA FREQUÊNCIA

Menaouar B. El Kattel¹, Robson Mayer¹, Sérgio V. G. Oliveira^{1,2}

¹Universidade do Estado de Santa Catarina – Joinville – SC, Brasil

²Universidade Regional de Blumenau – Blumenau – SC, Brasil

e-mail: berrehilekattel@gmail.com, mayerrobson@gmail.com, sergio_vidal@ieee.org

Resumo – Este artigo apresenta um conversor CC-CC trifásico abaixador e elevador de tensão com isolamento em alta frequência e alimentado em corrente que opera em toda a faixa de razão cíclica. O conversor que o originou apresenta uma região de operação proibida quando a razão cíclica é menor que 1/3 e neste estudo esta restrição é solucionada. Portanto, com a operação nesta região, funções como partida suave e pré-carga do capacitor de saída são incorporadas para evitar elevados esforços de tensão e corrente no circuito. As principais características do conversor proposto são: frequência das ondulações da tensão de saída e da corrente de entrada é três vezes maior que a frequência de comutação em todas as regiões de operação; reduzida ondulação de corrente na fonte; isolamento galvânico em alta frequência; permite pré-carga e partida suave para razão cíclica inferior a 1/3; cancelamento da ondulação de corrente na fonte de alimentação quando a razão cíclica é 1/3 ou 2/3. O conversor tem como principais aplicações, aquelas alimentadas por célula a combustível, baterias e painéis fotovoltaicos. O protótipo experimental implementado opera com frequência de comutação de 20 kHz, tensão de entrada de 70 V à 120 V, tensão de saída de 52 V à 625 V e potência de saída de 650 W até 4 kW.

Palavras-Chave – Conversor cc–cc Abaixador Elevador de Tensão, Conversor cc-cc Alimentado em Corrente, Transformador Trifásico em Alta Frequência.

ISOLATED STEP-UP/STEP-DOWN THREE-PHASE DC-DC CONVERTER WITH HIGH FREQUENCY

Abstract – This paper presents a new three-phase dc-dc step-up/step-down converter with high frequency isolation. The main objective is to enable the converter to operate with wide duty cycle range, which differs to the converter that originated it, that does not allow the operation with the duty cycle to be less than 1/3. Therefore, the soft-start operation is adopted in order to eliminate the inrush current and reduce the overshoot voltage. The main characteristics of the proposed converter are: voltage and current ripples' frequency in the output and in the input, respectively, are three times higher than the switching frequency input ripple current reduction; high frequency

isolation. Moreover, when the converter operates with duty cycle less than 1/3, it makes possible to pre-charge the output capacitor, reducing the start-up converter' currents and the input current ripple cancellation for both values of duty cycle of 1/3 or 2/3. It could be used in applications fed by fuel cell systems, battery units, and photovoltaic arrays. The experimental prototype is operating as a flyback-boost with switching frequency of 20 kHz, input voltage from 70 V to 120 V, output voltage from 52 V to 6250 V and output power from 0.65 kW to 4 kW.

Keywords – Voltage Step-up/Step-down dc-dc Converter, Current-fed dc-dc Converter, Three-phase High-frequency Transformer.

I. INTRODUÇÃO

Conversores cc-cc vêm sendo cada vez mais utilizados e explorados nas mais diversas áreas para o processamento de baixas, médias e altas potências na conversão de corrente contínua em fontes que conectam diferentes cargas e barramentos distintos. Este trabalho apresenta um estudo de um conversor cc-cc trifásico que conecta uma fonte de baixa tensão a um barramento de tensão mais elevada por meio de um transformador em alta frequência (AF), bem com [1]-[6]. O uso do transformador em alta frequência proporciona isolamento galvânico entre carga e fonte, aumentando a segurança, a compactação e o ganho estático do conversor [7]-[10]. A entrada do conversor pode apresentar características de fonte de corrente ou fonte de tensão dependendo da região de operação [11]-[14].

Topologias de conversores cc-cc do tipo elevador de tensão com isolamento galvânico possuem sua principal aplicação em fontes ou cargas que operam com baixas tensões e onde são requeridos altos ganhos de tensão e isolamento elétrico entre os sistemas [15]-[16]. Além disso, algumas destas fontes operam com características de saída como fonte de corrente, como a célula a combustível, painéis fotovoltaicos e alguns tipos de baterias [17]-[23]. No entanto, o conversor elevador clássico (Boost) e alguns de seus derivados (intercalados) apresentam uma corrente de partida elevada quando o interruptor principal está desligado, impossibilitando uma partida suave com o incremento gradativo da tensão de saída [24]-[26].

Artigo submetido em 09/05/2018. Primeira revisão em 21/06/2018. Aceito para publicação em 23/07/2018 por recomendação do Editor Marcelllo Mezaroba. <http://dx.doi.org/10.18618/REP.2018.4.0004>

Esta alta corrente de partida é ocasionada principalmente pelo carregamento do capacitor de filtro de saída do conversor, e pode provocar a degradação prematura da fonte de alimentação e ainda ocasionar o dano dos semicondutores percorridos por esta corrente no circuito. O conversor proposto por [3], assim como [24], possibilitam operar com altas potências e soluciona algumas das questões expostas, no entanto, não é possível opera-los com razão cíclica menor do que 1/3 e obter uma partida suave sem provocar elevadas correntes na fonte de alimentação, onde o conversor deve ser iniciado sempre com razão cíclica maior que 1/3. Este trabalho soluciona estas limitações proporcionando que, na região antes proibida e utilizada somente como proteção para desmagnetização dos indutores de entrada em caso de falha ou perda dos comandos dos interruptores, o conversor possa iniciar seu funcionamento com razão cíclica de 0 até 1, reduzindo as elevadas correntes de partida ocasionadas pelo capacitor de saída e por condições da carga.

Os indutores acoplados L_1 - L_2 , L_3 - L_4 e L_5 - L_6 ilustrados na Figura 1, permitem que o conversor opere como Flyback com razão cíclica menor ou igual a 1/3. Com isso, reduz-se a elevada corrente de partida e ocorre a transferência de energia da fonte de entrada para a saída de forma suave e gradual, sem provocar elevados esforços de corrente e sobretensões no circuito, até que o conversor esteja operando em suas condições nominais e em regime. Além disso, continuam sendo utilizados como enrolamentos de proteção no caso do desligamento ou falha de todos os interruptores.

Todas essas possibilidades foram tentadas sem a necessidade da adição de novos interruptores ativos a topologia original apresentada em [3] e [4].

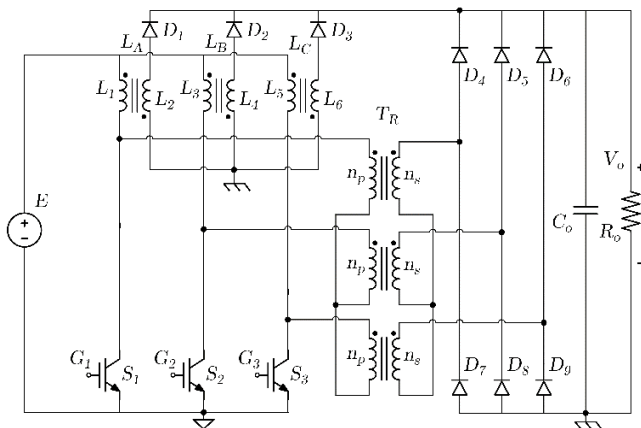


Fig. 1. Conversor cc-cc trifásico abaixador elevador isolado.

O conversor proposto é analisado nos três modos de condução, quais sejam: modo contínuo, descontínuo e crítico, determinados por meio da corrente que flui pelos indutores de entrada. A região de operação R1 ($0 \leq D \leq 1/3$) é introduzida e analisada, permitindo a operação do conversor em toda a faixa de razão cíclica, de 0 até 1. Para tal, neste artigo os seguintes tópicos são apresentados: princípio de operação com as principais equações, característica de saída, esforços nos principais componentes, resultados experimentais e análise dos resultados obtidos.

II. CONVERSOR PROPOSTO

A. Descrição do Circuito

O conversor CC-CC trifásico ilustrado na Fig. 1 opera como abaixador/elevador de tensão na região R1 e como elevador de tensão quando $D \geq 1/3$. O circuito elétrico principal é composto pelos seguintes elementos: um transformador trifásico (T_R), três indutores acoplados (T_1 , T_2 , T_3), três interruptores (S_1 , S_2 , S_3), um capacitor de filtro de saída (C_o) e nove diodos (D_1 - D_9). A entrada é conectada a uma fonte de tensão cc (E), e a saída a uma carga representada pela resistência R_o . Esta topologia pode operar em dois modos, como abaixar/elevador de tensão no modo flyback e como elevador no modo boost. Esta seleção depende exclusivamente do valor da razão cíclica empregada.

A topologia originalmente apresentada em [3] tinha esta limitação, onde $D < 1/3$ não era permitido. Além disso, na ocorrência de alguma falha do circuito ou curto-circuito na carga onde o comando dos interruptores precisar ser simultaneamente desligado, a energia armazenada nos indutores de entrada precisará ser transferida para algum lugar do circuito. Em situações como esta, os indutores acoplados na entrada fazem esta transferência de energia diretamente para a saída do conversor evitando danos aos semicondutores. Tendo em vista estas características operacionais, a topologia proposta é projetada para operar nestas condições, obtendo a correta relação de transformação dos indutores, permitindo que esta limitação seja eliminada, tornando a região R1 operacional e permitida, adicionando as vantagens e funcionalidades já mencionadas anteriormente sem a necessidade de adicionar novos componentes a topologia, mantendo a simplicidade e robustez do circuito.

B. Regiões de Operação

O conversor proposto possui três regiões de operação que são diferenciadas de acordo com o tempo de condução dos interruptores e sua superposição. Em cada região a razão cíclica de trabalho pode apresentar valores diferentes, de acordo com a Tabela I.

TABELA I
Regiões de Operação do Conversor

Região	Razão cíclica	Simultaneidade
R1	$0 \leq D < 1/3$	Não ocorre
R2	$1/3 \leq D \leq 2/3$	Até 2 interruptores
R3	$2/3 \leq D \leq 1$	Até 3 interruptores

III. OPERAÇÃO NA REGIÃO R1

Nesta seção são apresentadas as etapas de operação idealizadas do conversor. A sequência de comutação dos interruptores é ilustrada na Figura 2. A energia armazenada nos indutores somente é transferida pelo enrolamento secundário acoplado durante o intervalo em que não há nenhum interruptor em condução.

A. Operação no Modo de Condução Contínuo

A operação no Modo de Condução Contínuo (MCC) é descrita por seis etapas, onde em cada etapa, a circulação de corrente no circuito é destacada e ilustrada.

A relação de espiras n_s e n_T são definidas em (1), onde n_T representa a relação de transformação de T_R e n_s a relação de espiras do indutor acoplado, indutores flyback (T_1 , T_2 e T_3).

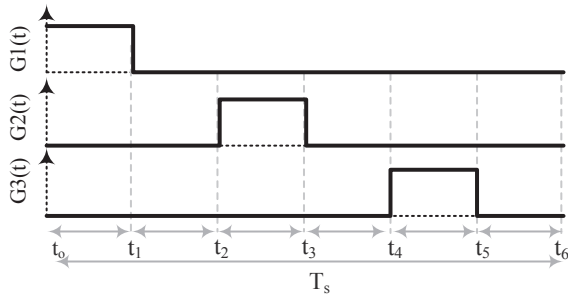


Fig. 2. Sequência de comando dos interruptores do conversor em R1.

$$n_s = \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} = \sqrt{\frac{L_4}{L_3}} = \sqrt{\frac{L_6}{L_5}} \quad n_T = \sqrt{\frac{L_{s1}}{L_{p1}}} = \frac{N_s}{N_p} \quad (1)$$

A tensão de saída refletida para o primário do transformador é dada por.

$$V_o' = \frac{V_o}{n_T} \quad (2)$$

Primeira etapa ($t_0 \rightarrow t_1$): O interruptor S_1 é comandado a entrar em condução, as tensões sobre L_3 e L_5 são iguais a $E - V_o'$ e a tensão sobre L_1 é a própria tensão de entrada (E). Consequentemente, as correntes que circulam através dos indutores L_3 e L_5 apresentam o mesmo valor, porém menores que a que circula através de L_1 . Durante esta etapa, L_1 armazena energia até o tempo t_1 , quando S_1 é comandado a

bloquear. A corrente através de S_1 é igual a corrente de entrada i_E , conforme circuito equivalente da Figura 3.a.

Segunda etapa ($t_1 \rightarrow t_2$): Quando S_1 é bloqueado, a corrente de entrada cessa. A energia anteriormente armazenada em L_1 , L_3 e L_5 é transferida para a saída por meio dos indutores acoplados L_2 , L_4 , L_6 e diodos D_1 , D_2 e D_3 . A tensão aplicada sobre L_2 , L_4 , L_6 é igual a V_o e a soma das corrente nos diodos resulta na corrente de saída i_o . O circuito equivalente é ilustrado na Figura 3.b, onde esta etapa se encerra no tempo t_2 .

Terceira etapa ($t_2 \rightarrow t_3$): A etapa é iniciada com o acionamento de S_2 . A tensão de entrada E é aplicada sobre L_3 e a tensão sobre L_1 e L_5 resulta na diferença entre a entrada E e V_o' . Neste intervalo, L_3 acumula energia até o tempo t_3 , quando o interruptor S_2 é comandado a bloquear. A corrente através de S_2 fica igual a corrente de entrada i_E , conforme Figura 3.c.

Quarta etapa ($t_3 \rightarrow t_4$): Com o bloqueio de S_2 a corrente de entrada cessa. A energia armazenada na etapa anterior é transferida para a saída, por meio de L_2 , L_4 , L_6 e os diodos D_1 , D_2 , D_3 . O circuito equivalente é ilustrado na Figura 3.b, onde esta etapa se encerra no tempo t_4 com o acionamento de S_3 .

Quinta etapa ($t_4 \rightarrow t_5$): Estando o interruptor S_3 acionado, a tensão sobre L_5 resulta em E , e a tensão sobre L_1 e L_3 resulta na diferença entre E e V_o' . L_5 armazena energia até o tempo t_5 quando S_3 é desligado. A corrente através de S_3 fica igual a corrente de entrada i_E , conforme Figura 3.d.

Sexta etapa ($t_5 \rightarrow t_6$): Em t_5 S_3 é bloqueado, resultando em uma etapa similar a segunda e quarta etapas. O circuito equivalente é ilustrado na Figura 3.b. Esta etapa se encerra no tempo t_6 , finalizando um período de comutação.

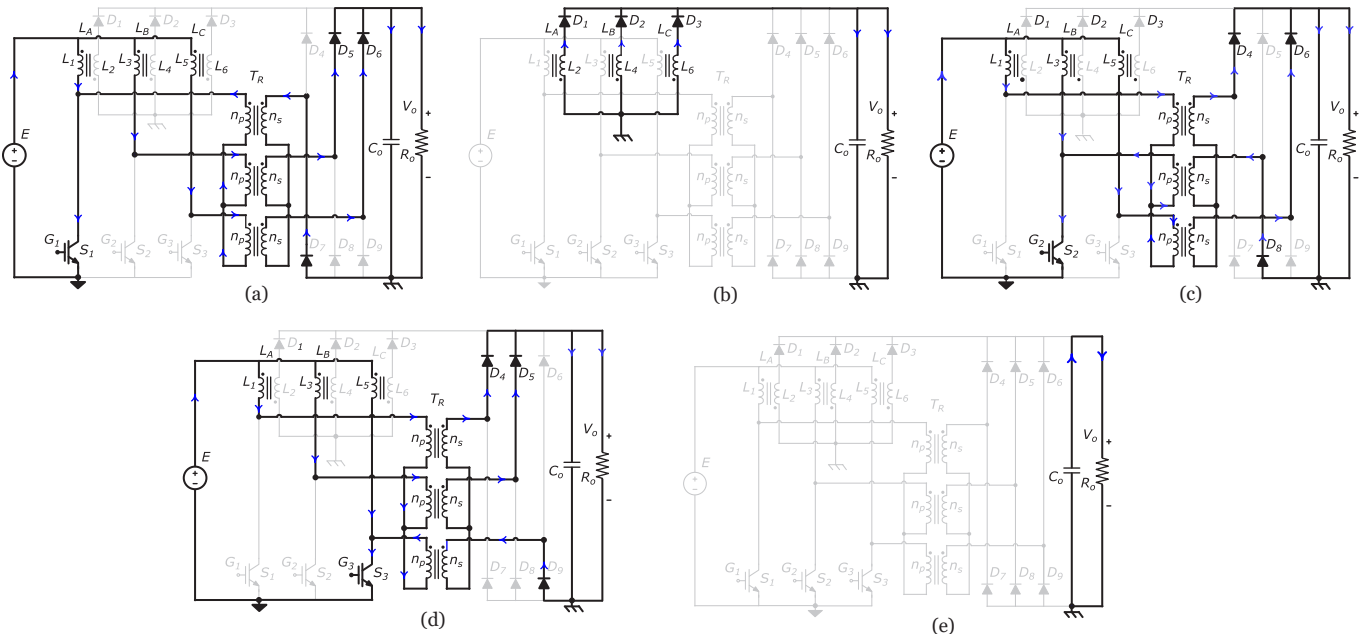


Fig. 3. Circuitos equivalentes para o funcionamento em R1 no modo de condução contínuo e descontínuo.

B. Análise Teórica no MCC

As principais formas de onda de tensão e corrente sobre os diferentes elementos do conversor, para um período de comutação (T_s), são mostradas na Figura 4.

A expressão matemática que representa o ganho estático do conversor no MCC é obtida calculando o valor médio da

tensão sobre o indutor em estado estacionário dentro de um período de comutação.

$$\frac{1}{T_s} \left(\int_0^{\Delta t_1} E \cdot dt + 2 \int_0^{\Delta t_1} \left(E - \frac{V_o}{n_T} \right) \cdot dt - 3 \int_0^{\Delta t_2} \frac{V_o}{n_s} \cdot dt \right) = 0 \quad (3)$$

Da Figura 2, as seguintes expressões são obtidas:

$$\begin{cases} \Delta t_1 = \Delta t_3 = \Delta t_5 = D \cdot T_S \\ \Delta t_2 = \Delta t_4 = \Delta t_6 = (1 - 3D) \cdot T_S / 3 \end{cases} \quad (4)$$

Desenvolvendo (3), o ganho estático no MCC para a região R1 é obtido:

$$q_{MCC} = \frac{V_o}{E} = \frac{3 \cdot D \cdot n_S \cdot n_T}{(1 - 3D) \cdot n_T + 2D \cdot n_S} \quad (5)$$

A partir das etapas de funcionamento, obtêm-se, primeiramente, a corrente instantânea de entrada que é definida por:

$$i_E(t) = i_1(t) + i_2(t) + i_3(t) \quad (6)$$

Durante a primeira etapa de funcionamento, as correntes instantâneas nos indutores de entrada são dadas por (7), que são obtidas a partir da análise da Figura 4. Deve-se considerar que os indutores L₃ e L₅, durante o intervalo de tempo t_o até t₁, estarão submetidos à tensão E - (V_o/n_T).

$$\begin{cases} i_{L1}(t_o) = i_{L1(min)} \\ i_{L3}(t_o) = i_{L3(min)} \\ i_{L5}(t_o) = i_{L5(min)} \\ i_E(t_o) = i_{L1(min)} + 2i_{L3(min)} \end{cases} \quad (7)$$

Com referência às formas de onda apresentadas na Figura 4, durante a segunda etapa de funcionamento, definem-se as correntes nos indutores por:

$$\begin{cases} i_{L1}(t_1) = i_{L1(max)} \\ i_{L3}(t_1) = i_{L3(max)} \\ i_{L5}(t_1) = i_{L5(max)} \\ i_E(t_1) = i_{L1(max)} + 2i_{L3(max)} \end{cases} \quad (8)$$

Os valores mínimo e máximo da corrente de entrada ocorrem nos instantes t_o até t₁, respectivamente, podendo ser obtidos a partir de:

$$\begin{cases} i_E(min) = i_{L1(min)} + 2i_{L3(min)} \\ i_E(max) = i_{L1(max)} + 2i_{L3(max)} \\ \Delta i_E = i_E(max) - i_E(min) \end{cases} \quad (9)$$

Onde as correntes mínimas e máximas dos indutores podem ser determinadas das seguintes formas:

$$\begin{cases} i_{L1(min)} = \frac{i_E(med)}{9D} - \frac{E}{2L} \cdot \Delta t_1 \\ i_{L1(max)} = \frac{i_E(med)}{9D} + \frac{E}{2L} \cdot \Delta t_1 \end{cases} \quad (10)$$

$$\begin{cases} i_{L3(min)} = \frac{i_E(med)}{9D} - \frac{E - V_o / n_T}{2L} \cdot \Delta t_1 \\ i_{L3(max)} = \frac{i_E(med)}{9D} + \frac{E - V_o / n_T}{2L} \cdot \Delta t_1 \end{cases} \quad (11)$$

Por meio de (9), (10) e (11), determina-se a ondulação da corrente de entrada, conforme:

$$\Delta i_E = \frac{3E \cdot n_T - 2V_o}{n_T \cdot L} \cdot DT_S \quad (12)$$

Onde : L = L₁ = L₂ = L₅

Substituindo (5) em (12), chega-se a (13), que representa a ondulação da corrente de entrada para o conversor no modo MCC em R1. Isto é importante para determinar o valor das indutâncias de entrada para que seja atendido um determinado nível de ondulação de corrente da fonte, bem como (14) estabelece a ondulação de corrente normalizada.

$$\Delta i_E = \frac{V_o}{f_S \cdot n_S \cdot L} \cdot \overline{\Delta i_{E_R1}} \quad (13)$$

$$\overline{\Delta i_{E_R1}} = 1 - 3D \quad (14)$$

O valor da indutância na região R1 e no MCC é obtida por:

$$L = \frac{V_o}{f_S \cdot n_S \cdot \Delta i_E} \cdot \overline{\Delta i_{E_R1}} \quad (15)$$

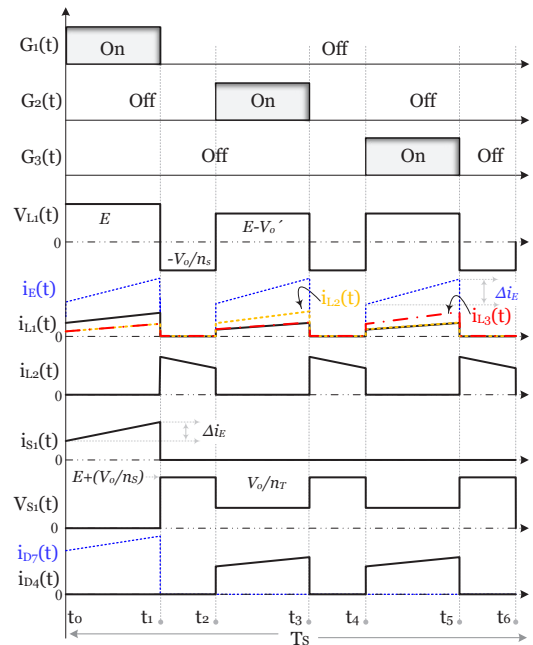


Fig. 4. Formas de onda idealizadas para a operação em R1 no MCC. C. Operação no Modo de Condução Descontínuo

O Modo de Condução Descontínuo (MCD) é dividido em nove etapas de operação dentro de um período de comutação. Observa-se que algumas etapas de operação são semelhantes as do MCC, exceto no intervalo em que não há corrente fluindo através dos indutores, quando somente o capacitor de saída alimenta a carga.

Primeira etapa ($t_0 \rightarrow t_1$): Igual a primeira etapa do MCC e representada pela Figura 3.a.

Segunda etapa ($t_1 \rightarrow t_2$): Igual a segunda etapa do MCC e representada pela Figura 3.b.

Terceira etapa ($t_2 \rightarrow t_3$): A etapa é iniciada quando a energia armazenada em L_2 , L_4 e L_6 é completamente transferida para a saída, chegando a zero. Neste momento os diodos D_1 , D_2 e D_3 são bloqueados e a carga passa a ser alimentada exclusivamente pelo capacitor C_o , sendo a corrente drenada do capacitor a própria corrente da carga R_o . O circuito equivalente é ilustrado na Figura 3.e.

Quarta etapa ($t_3 \rightarrow t_4$): Igual a terceira etapa do MCC e representada pela Fig. 3.c.

Quinta etapa ($t_4 \rightarrow t_5$) e Oitava etapa ($t_7 \rightarrow t_8$): Estas etapas de operação são similares a segunda etapa, e representada pela Fig. 3.b.

Sexta etapa ($t_5 \rightarrow t_6$) e Nona etapa ($t_8 \rightarrow t_9$): Estas etapas de operação são similares a terceira etapa, já descrita anteriormente, e representada pela Figura 3.e.

Sétima etapa ($t_6 \rightarrow t_7$): Igual a quinta etapa do MCC e representada pela Fig. 3.d.

As nove etapas no MCD são finalizadas no tempo t_9 , quando um período de comutação é atingido, reiniciando o ciclo novamente.

D. Análise Teórica no MCD

A partir da análise das etapas de operação descritas, as principais formas de onda teóricas no MCD e região R1 são ilustradas na Figura 5.

A expressão matemática de corrente média na entrada pode ser obtida a partir (16). Visto que a operação do conversor é simétrica basta realizar o cálculo num terço do período de comutação.

$$i_{E(med)} = \frac{3}{T_S} \int_0^{\Delta t_1} \frac{i_{E(max)}}{2} dt \quad \text{onde} \quad \Delta t_1 = D \cdot T_S \quad (16)$$

Trabalhando a equação anterior se obtém a expressão do valor médio da corrente na entrada em função de parâmetros conhecidos.

$$i_{E(med)} = \frac{3D}{2} \cdot i_{E(max)} \quad (17)$$

O valor pico da corrente de pico na entrada em MCD é dado por:

$$i_{E(max)} = 3 \left(E - \frac{V_o}{n_T} \right) \frac{D T_S}{L_1} \quad (18)$$

Substituindo (18) em (17) tem-se:

$$i_{E(med)} = \frac{9D^2}{2L_1 \cdot f_S} \cdot \left(E - \frac{V_o}{n_T} \right) \quad (19)$$

Baseado no princípio da conservação de energia, a energia fornecida pela fonte é igual à energia consumida pela carga, conforme:

$$W_E = W_o \quad \text{onde} \quad \begin{cases} W_E = E \cdot i_{E(med)} \cdot T_S \\ W_o = V_o \cdot i_o \cdot T_S \end{cases} \quad (20)$$

Substituindo (19) em (20), obtém-se o ganho estático no MCD para a região R1, conforme:

$$q_{DCM} = \frac{V_o}{E} = \frac{9D^2 \cdot n_T}{9D^2 + i_o \cdot n_T} \quad \bar{i}_o = \frac{2i_o \cdot L_1 \cdot f_S}{E} \quad (21)$$

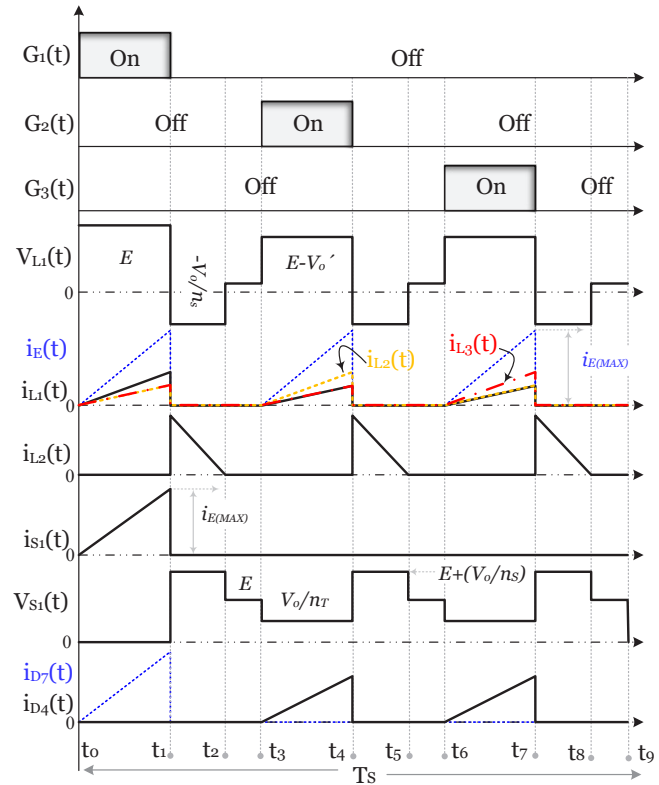


Fig. 5. Formas de onda idealizadas para a operação em R1 no MCD.

D. Operação no Modo de Condução Crítico

O Modo de Condução Crítico (MCCr) ocorre quando a corrente nos indutores de entrada L_2 , L_4 e L_6 se anula exatamente no final da terceira etapa de operação do MCD. A fronteira entre os dois modos de operação (MCC e MCD) ocorre quando $i_{L2} = i_{L4} = i_{L6} = 0$ em t_2 no MCC e em t_3 no MCD sendo iguais, ou seja, $t_2 = t_3$.

A condução crítica ou de fronteira ocorre quando (5) é igual a (21), resultando (22) que resultará o ganho estático do conversor no MCCr para a região R1, conforme (23).

$$\frac{3D \cdot n_S \cdot n_T}{(1-3D) \cdot n_T + 2D \cdot n_S} = \frac{9D^2 \cdot n_T}{9D^2 + n_T \cdot i_o} \quad (22)$$

Manipulando (22), é obtido o ganho estático do conversor no MCCr para a região R1.

$$q_{MCCr} = \frac{9D_{Cri}^2 \cdot n_T}{9D_{Cri}^2 + n_T \cdot i_o} \quad (23)$$

Onde D_{cri} é razão cíclica crítica na R1 e é dada por:

$$D_{cri} = \frac{3n_T + \sqrt{9n_T - 12i_o \cdot n_T \cdot n_S \cdot 3n_T + n_S}}{18n_T + 6n_S} \quad (24)$$

IV. OPERAÇÃO NAS REGIÕES R2 E R3

Nestas duas regiões de operação, o conversor apresenta e preserva as etapas já ilustradas por [4], onde possui o comportamento de um conversor elevador de tensão. Portanto, o ganho estático nestas regiões é dado por:

$$q_{MCC} = \frac{n_T}{1-D} \quad R2 \text{ e } R3 \quad (25)$$

$$q_{DCM} = \frac{3D^2 + 2i_o \cdot n_T}{2i_o} \quad R2 \text{ e } R3 \quad (26)$$

A ondulação de corrente de entrada normalizada para as três regiões é representada por meio da Figura 6.

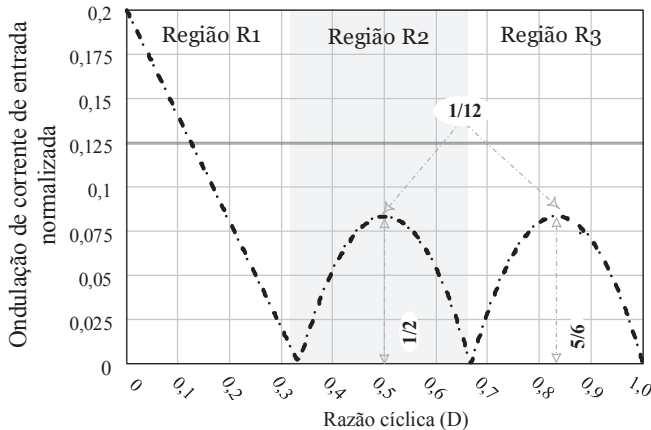


Fig. 6. Ondulação de corrente normalizada na fonte de entrada.

A ondulação de corrente é nula nas condições em que a razão cíclica é mantida em 1/3 e 2/3, apresentando características desejáveis em aplicações que exigem o consumo de corrente com baixa ondulação [18]. Na região R2 a máxima ondulação ocorre quando $D = 1/2$ e na região R3 com $D = 5/6$.

A curva dos ganhos estáticos teóricos é representada na Figura 7 por meio de (5), (21), (23), (25) e (26) com a relação $n_T = 21/4$ e $n_S = 60/56$. Como se pode observar, o ganho estático na região R1 apresenta comportamento de abaixador/elevador de tensão e o ganho nas regiões R2 e R3 se assemelha ao de um conversor elevador de tensão (conversor Boost).

V. RELAÇÃO DE ESPIRAS DOS INDUTORES ACOPLADOS

Algumas especificações do projeto devem ser seguidas e são de suma importância para o adequado dimensionamento do conversor. É imprescindível que após a escolha da relação de transformação n_T , a relação de espiras n_S dos indutores acoplados seja realizada. Conforme mencionado em [4], a tensão aplicada através do enrolamento secundário é $2/3 V_o$, então a tensão no enrolamento primário durante a transferência de energia será $2/3 n_T V_o$.

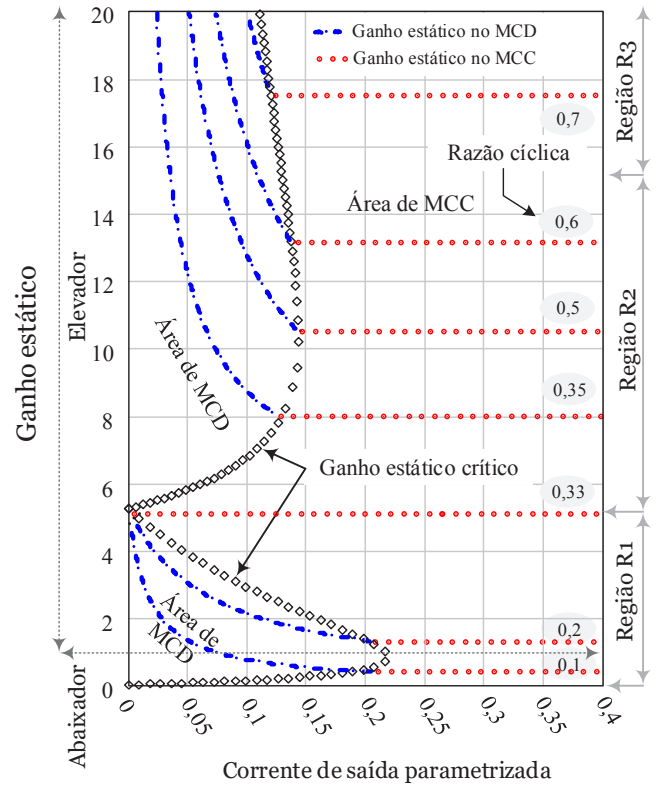


Fig. 7. Característica de saída do conversor proposto.

Para que o conversor proposto opere como abaixador/elevador de tensão quando a razão cíclica for menor ou igual a 1/3 e como elevador de tensão quando a razão cíclica for maior do que 1/3, duas condições devem ser mantidas: a) a tensão através do enrolamento primário do transformador deve ser maior do que a tensão através do enrolamento do indutor acoplado L_1 durante a transferência de energia; b) a escolha mais apropriada para a relação n_S deve ser igual o valor máximo do ganho estático na região R1 e aproximadamente igual ao valor mínimo do ganho estático na região R2. Matematicamente, a relação de espiras n_S pode ser obtida por:

$$\frac{2V_o}{n_T} > \frac{V_o}{n_S} \quad (27)$$

$$n_S < 3n_T / 2 \quad (28)$$

VI. MITIGAÇÃO DA CORRENTE DE PARTIDA

Esta seção ilustra por meio de simulações utilizando o software *Orcad*, a corrente de partida (*In-rush*), ocasionada

durante a conexão do conversor diretamente a fonte de alimentação quando a razão cíclica é maior do que 1/3 e a mitigação deste fenômeno após a aplicação da solução proposta neste artigo.

A Figura 8 apresenta o efeito ocasionado pela conexão do conversor diretamente a fonte de alimentação quando parte com $D > 1/3$. Observa-se um elevado valor de corrente (*In-rush*) drenada da fonte e uma elevação acentuada na tensão de saída.

Na Figura 9 está a ilustração da aplicação da partida suave no conversor utilizando a região R1 com a solução proposta neste artigo. Com esta funcionalidade, é possível eliminar a elevada corrente de partida do conversor nas mais diversas condições, evitar sobrecorrentes e esforços excessivos nos semicondutores e na fonte de alimentação. Além disso, ao iniciar a operação do conversor com razão cíclica mínima em 0 e progressivamente alterando-a, a tensão de saída também será gradualmente elevada até seu valor nominal sem gerar sobre tensões.

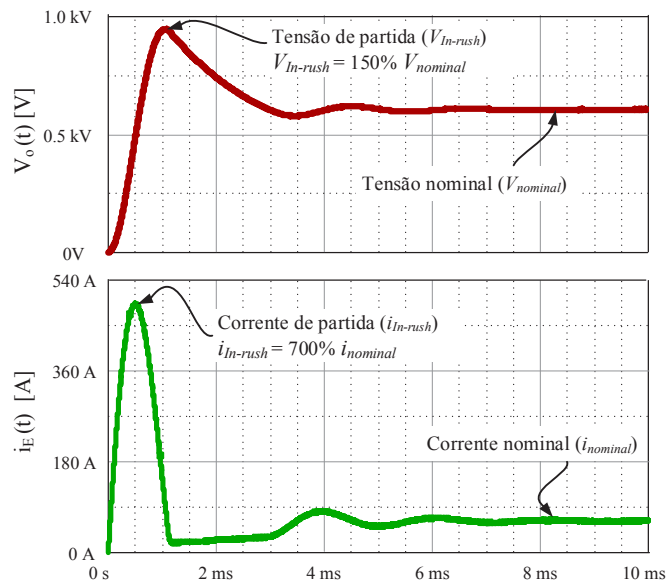


Fig. 8. Tensão de saída e corrente na fonte de alimentação sem a partida suave.

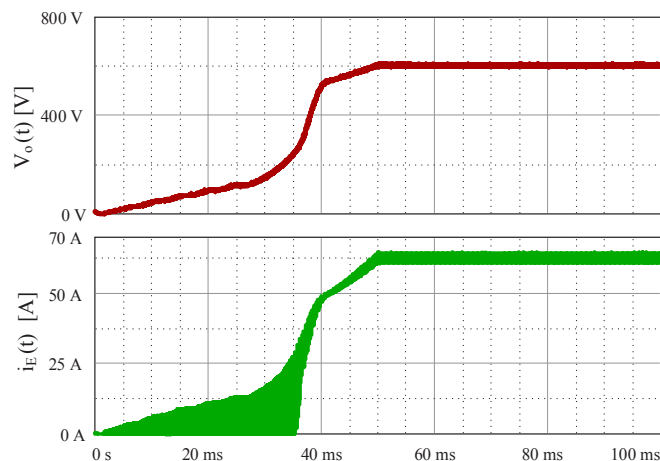


Fig. 9. Tensão de saída e corrente na fonte de alimentação com a partida suave.

VII. ESFORÇOS DE TENSÃO E CORRENTE

Os principais esforços de tensão e corrente que os semicondutores do conversor estão sendo submetidos na região R1 e no MCC são descritos nesta seção.

As expressões para a obtenção dos valores médio e eficaz da corrente através dos diodos D_1 , D_2 e D_3 são dadas por:

$$i_{D_{1,2,3}(med)} = \frac{1}{3} \frac{i_o \cdot n_T \cdot (1 - 3D)}{(1 - 3D) \cdot n_T + 2D \cdot n_S} \quad (29)$$

$$i_{D_{1,2,3}(ef)} = \frac{1}{3} \frac{i_o \cdot n_T \cdot \sqrt{1 - 3D}}{(1 - 3D)n_T + 2D \cdot n_S} \quad (30)$$

A tensão reversa sobre os diodos D_1 , D_2 e D_3 é representada por:

$$V_{D_{1,2,3}(max)} = V_o \quad (31)$$

Os valores médio e eficaz das correntes através dos diodos retificadores de saída D_4 , D_5 e D_6 são dados por:

$$i_{D_{4,5,6}(med)} = \frac{2}{3} \frac{i_o \cdot n_S \cdot D}{(1 - 3D) \cdot n_T + 2D \cdot n_S} \quad (32)$$

$$i_{D_{4,5,6}(ef)} = \frac{\sqrt{2D}}{3} \frac{i_o \cdot n_S}{(1 - 3D)n_T + 2D \cdot n_S} \quad (33)$$

A tensão reversa sobre os diodos é representada por:

$$V_{D_{4,5,6}(max)} = V_o \quad (34)$$

Os valores médio e eficaz da corrente através dos diodos retificadores de saída D_7 , D_8 e D_9 são dados por:

$$i_{D_{7,8,9}(med)} = \frac{2}{3} \frac{i_o \cdot n_S \cdot D}{(1 - 3D) \cdot n_T + 2D \cdot n_S} \quad (35)$$

$$i_{D_{7,8,9}(ef)} = \frac{4}{3} \frac{i_o \cdot n_S}{(1 - D)n_T + 2D \cdot n_S} \sqrt{\frac{D}{3}} \quad (36)$$

Os valores médio e eficaz a que os interruptores S_1 – S_3 são submetidos no circuito, são obtidos por:

$$i_{S(med)} = \frac{i_o \cdot n_S \cdot n_T \cdot D}{(1 - 3D) \cdot n_T + 2D \cdot n_S} \quad (37)$$

$$i_{S(ef)} = \frac{i_o \cdot n_S \cdot n_T}{(1 - 3D) \cdot n_T + 2D \cdot n_S} \cdot \sqrt{D} \quad (38)$$

A tensão reversa sobre os interruptores é calculada por:

$$V_{S(max)} = E + V_o/n_S \quad (39)$$

A expressão do valor eficaz da corrente que circula pelo capacitor de saída quando o conversor opera na região R1 é representada por:

$$i_{C_o(ef)} = \frac{i_o (3n_T - 2n_S) \cdot \sqrt{D(1-3D)}}{\sqrt{3} (1-3D) \cdot n_T + 2D \cdot n_S} \quad (40)$$

O valor médio da corrente no primário dos indutores acoplados T₁ –T₃ na região R1 é obtida por:

$$i_{L_{1,3,5}(med)} = \frac{i_o \cdot n_S \cdot n_T \cdot D}{(1-3D) \cdot n_T + 2D \cdot n_S} \quad (41)$$

O valor eficaz da corrente no primário dos indutores acoplados T₁ –T₃ na região R1 é obtida por:

$$i_{L_{1,3,5}(ef)} = \frac{i_o \cdot n_S \cdot n_T}{(1-3D) \cdot n_T + 2D \cdot n_S} \sqrt{\frac{D}{3}} \quad (42)$$

A expressão para a obtenção do valor eficaz da corrente no primário do transformador T_R na região R1 é obtida por:

$$i_{Lp(ef)} = \frac{1}{3} \frac{n_T \cdot n_S \cdot i_o \sqrt{6D}}{(1-3D) \cdot n_T + 2D \cdot n_S} \quad (43)$$

VIII. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Nesta seção, um exemplo de projeto do conversor proposto é apresentado, onde um protótipo de laboratório foi implementado com as especificações listadas na Tabela II.

TABELA II
Especificação do Protótipo

Parâmetro	Região R1	Região R2
Potência saída (P _o)	600 W	4 kW
Tensão saída (V _o)	52 V	625 V
Tensão entrada (E)	120 V	70 V
Ondulação tensão (ΔV _o)	1 V	9 V
Ondulação corrente (Δi _E)	1 A	4 A
Relação (n _T)	21/4	
Relação (n _S)	60/56	
Frequência comutação. (f _s)	20 kHz	

O protótipo de laboratório foi projetado para operar na região R1 como abaixador e elevador de tensão, e em condições nominais na região R2 como elevador de tensão para verificação, do seu funcionamento e a validação da análise teórica. A Figura 10 mostra a foto do protótipo utilizada nos ensaios de bancada.

A. Determinação da Indutância de Entrada

O valor da indutância de entrada é obtida em função das especificações dadas na Tabela II para as condições nominais.

$$L_1 = \frac{1}{12} \frac{V_o}{f_s \cdot n_T \cdot \Delta i_E} = \frac{1}{12} \frac{625V}{20kHz \cdot 5.25 \cdot 4A} = 124 \mu H \quad (44)$$

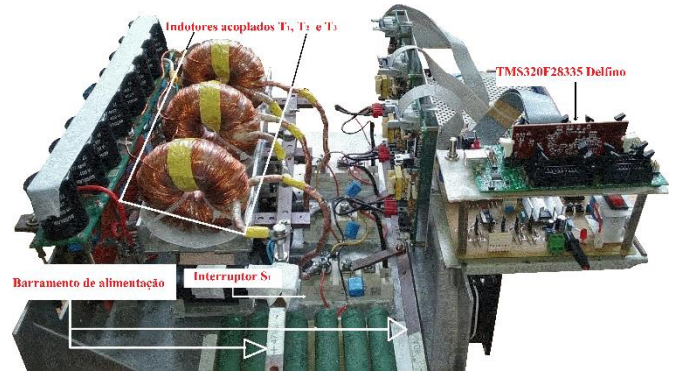


Fig. 10. Fotografia do protótipo de laboratório utilizado.

B. Determinação da Razão Cíclica

A partir (25) e (5) se obtém os valores de razão cíclica para R2 e R1, são dados por:

$$D = \frac{V_o - E \cdot n_T}{V_o} = \frac{625V - 70V \cdot 5.25}{625V} = 0.412 \quad R2 \quad (45)$$

$$D = \frac{n_T \cdot (V_o / E)}{3n_T \cdot n_S + (V_o / E) \cdot (3n_T - 2n_S)} = \frac{5.25 \cdot 0.433}{3 \cdot 5.25 \cdot 1.07 + 0.433 \cdot (3 \cdot 5.25 - 2 \cdot 1.07)} = 0.1 \quad R1$$

C. Operação em R1

Na Figura 11 são apresentados os resultados experimentais na região R1 que destaca as corrente (i_{L1} e i_{L2}) e a tensão no indutor acoplado T₁ no MCC. Como pode ser observado, a energia acumulada em L₁ é transferida por L₂ para a saída.

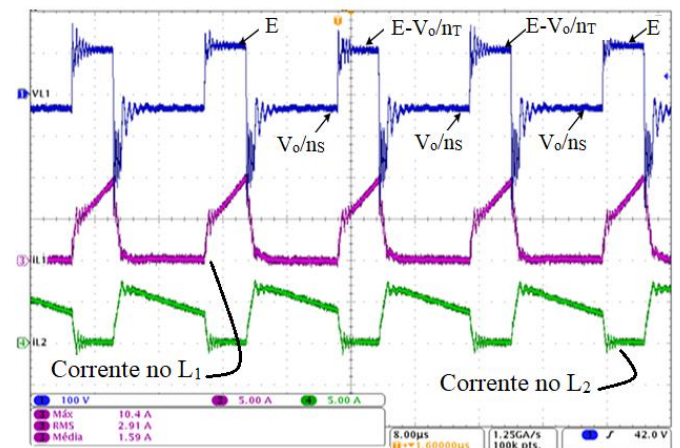


Fig. 11. Tensão e corrente sobre T₁ para R1: Ch1 - Tensão sobre L₁, Ch3 - Corrente em L₁, e Ch4 - Corrente em L₂.

Na Figura 12, a tensão e a corrente no interruptor S_3 são apresentadas. A tensão de pico registrada atinge o valor de 340 V, provocada pela indutância de dispersão do transformador durante o bloqueio do interruptor, porém esta sobretensão é controlada por um circuito de amortecimento RCD parcialmente regenerativo utilizado.

A Figura 13 apresenta a tensão V_o e corrente i_o sobre a carga e a tensão de entrada E. Verifica-se que o conversor opera como abaixador de tensão V_o e que o ganho de tensão no MCC está de acordo com o obtido por meio da expressão algébrica determinada.

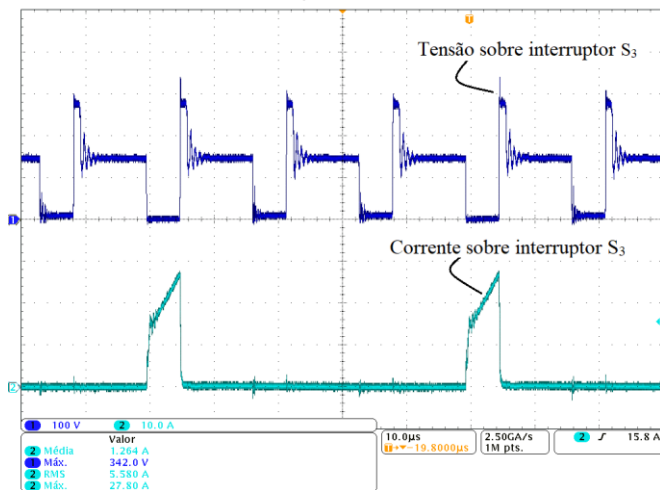


Fig. 12. Tensão e corrente em S_3 para R1: Ch1 - Tensão sobre S_3 , e Ch2 - Corrente através de S_3 .

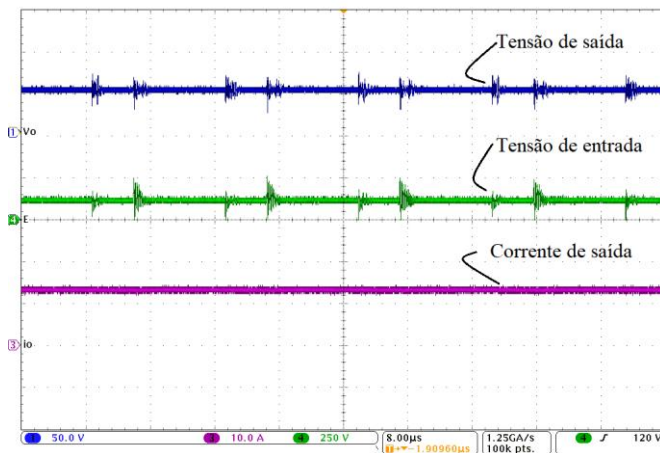


Fig. 13. Tensão e corrente entrada/saída para R1: Ch1 - Tensão de saída V_o , Ch4 - Tensão de entrada E, e Ch3 - Corrente de saída i_o .

A Tabela III mostra que os valores médio e eficaz de corrente calculados a partir de (37), (38), (41) e (42) são próximos aos valores obtidos através do experimental. Contudo, na comparação há uma pequena diferença entre os valores calculados e de resultado experimental. Esta diferença é devida ao estudo teórico que foi feito em condições ideais.

D. Operação na Fronteira Entre as Regiões R1 e R2

As tensões de entrada e saída, juntamente com a corrente na fonte de alimentação são mostradas na Figura 14 quando o

conversor opera com $D = 1/3$. Nesta condição de fronteira entre R1 e R2, a ondulação de corrente da entrada é praticamente nula.

TABELA III
Tabela Comparativa

Parâmetro	Calculada	Região R2
Corrente média em L_1	1,669 A	1,59 A
Corrente eficaz em L_1	3,046 A	2,91 A
Corrente média em S_3	1,669 A	1,264 A
Corrente eficaz no em S_3	5,277 A	5,58 A

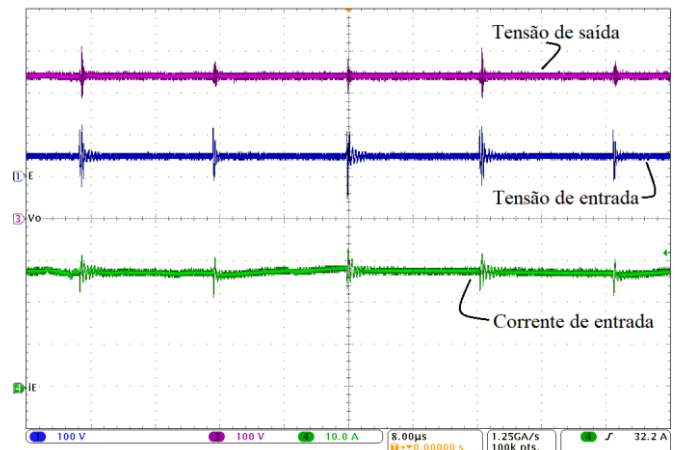


Fig. 14. Tensão e corrente entrada/saída para fronteira R1 e R2: Ch1 - Tensão de entrada E, Ch3 - Tensão de saída V_o , e Ch4 - Corrente de entrada i_e .

Na Figura 15 a tensão e a corrente sobre o interruptor S_3 são apresentadas para $D = 1/3$. Em função do cancelamento da ondulação de corrente de entrada, a corrente conduzida por S_3 não possui ondulação.

Na Figura 16 as correntes no indutor acoplado T_1 e no transformador trifásico são apresentadas quando a razão cíclica é infimamente superior a $1/3$. Nota-se que a partir dessa condição, o enrolamento secundário do indutor não transfere mais energia ($i_{L2} = 0$), ou seja, L_1 assume a característica de um simples indutor no circuito em R2 que fará parte do circuito de proteção contra sobretensões devido ao bloqueio involuntário dos transistores.

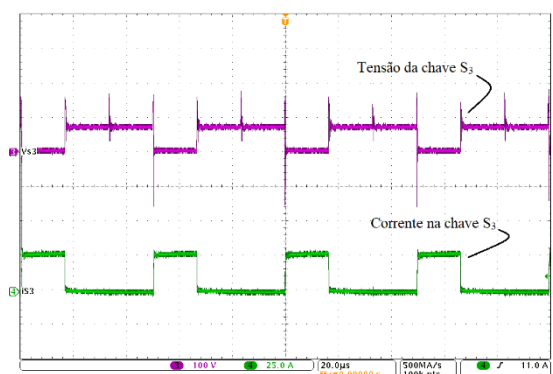


Fig. 15. Tensão e corrente em S_3 para $D = 1/3$: Ch3 - Tensão sobre o interruptor, e Ch4 - Corrente no interruptor.

E. Operação com Partida Suave

Na Figura 17 é apresentada a tensão de saída e a corrente na fonte de alimentação durante a aplicação da partida suave, iniciando com razão cíclica mínima em 0 até seu valor nominal na região R2. Os resultados experimentais obtidos confirmam e validam com sucesso os dados teóricos e simulados desejados durante a inicialização do conversor, evitando elevadas correntes e tensões sobre o circuito e na fonte de alimentação. Utilizando a região R1 com esta finalidade adicional, como partida suave, esta técnica pode superar as desvantagens apontadas em [1]–[4], [24] para esta topologia de conversor cc–cc.

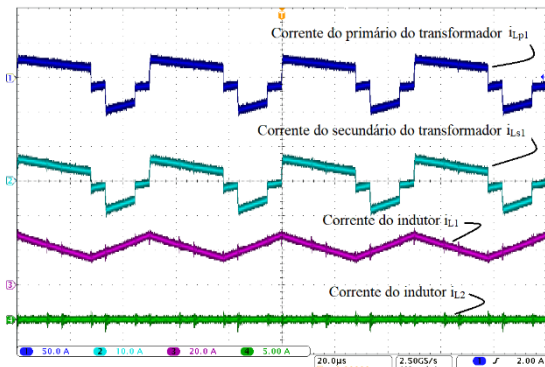


Fig. 16. Correntes sobre T1 e TR: Ch1 - Corrente em L_{p1} , Ch2 - Corrente em L_{s1} , Ch3 - Corrente em L_1 , e Ch4 - Corrente em L_2 .

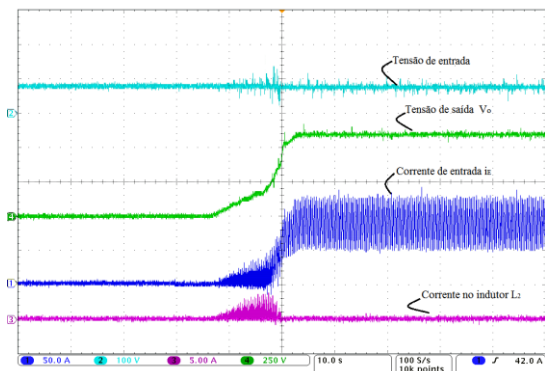


Fig. 17. Partida suave durante a inicialização: Ch1 - Tensão de saída V_o , Ch2 - Tensão de entrada E , e Ch3 - Corrente de entrada i_E .

A curva de rendimento do conversor para R1 e R2 em função de potência de saída pode ser vista na Figura 18. Pode ser observado que em R2 para uma potência de saída de 4 kW o rendimento medido foi de 92,3%. Em R1, o resultado mostra que o conversor não possui rendimento elevado, uma vez que o conversor e todos os componentes incluindo o circuito RCD foram projetados para a potência nominal em R2.

IV. CONCLUSÕES

Neste artigo foram realizadas análises qualitativas e quantitativas do conversor cc–cc trifásico abaixador e elevador de tensão com isolamento em alta frequência operando na região R1, antes proibitiva, possibilitando agora que este opere em toda a faixa de razão cíclica ($0 \leq D < 1$) sem restrições. Os seguintes benefícios e objetivos foram atingidos: a operação na região R1 foi incorporada ao funcionamento normal do conversor, podendo ser elevador ou abaixador de tensão

dependendo do valor da razão cíclica empregada; a operação com partida suave foi integrada ao funcionamento quando $0 \leq D < 1/3$, resultando em uma variação da tensão de saída de 0 até $(3n_T E)/2$; opera como elevador de tensão nas regiões R2 e R3, a partir da relação $(3n_T E)/2$; os maiores esforços de tensão sobre os interruptores ocorrem na região R1; e a frequência da ondulação de corrente de entrada e da tensão/corrente no capacitor de filtro de saída é três vezes maior que a frequência de comutação dos interruptores em todas as regiões, possibilitando e redução do volume dos elementos passivos.

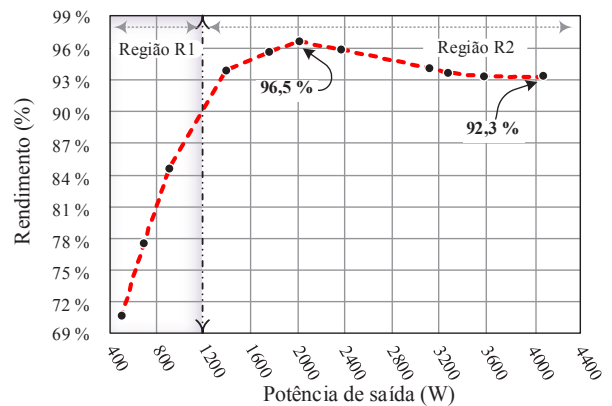


Fig. 18. Curva de rendimento.

A operação na região R1, com as definições listadas no artigo, permite solucionar também uma das principais limitações dos conversores alimentados em corrente que possuem mais de um interruptor ativo e intercalados que precisam operar com um valor mínimo de razão cíclica. Esta região possibilita realizar uma partida suave e a pré-carga do capacitor de saída sem drenar elevadas correntes da fonte de alimentação, evitando danos e degradações prematuras de componentes e do sistema.

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem aos programas de pós-graduação em engenharia elétrica da UDESC e da FURB, bem como, ao auxílio financeiro da CAPES e do PROMOP-UDESC.

REFERÊNCIAS

- [1] S. V. G. Oliveira, I. Barbi, “A three-phase step-up DC-DC converter with a three-phase high frequency transformer”, in *Proceedings of the IEEE International Symposium on*, vol. 2, pp. 571–576, 2005.
- [2] S. V. G. Oliveira, I. Barbi, C. Marcussi, “An average current-mode controlled three-phase step-up dc-dc converter with a three-phase high frequency transformer”, in *Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, pp. 2623–2629, 2005.
- [3] S. V. G. Oliveira, I. Barbi, “New 3-Phase Step-Up DC-DC Converter with 3-Phase High Frequency Transformer”, in *7º Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência (COBEP)*, Fortaleza, pp.842-846, 2003.
- [4] S. V. G. Oliveira, I. Barbi, “A three-phase step-up DC-DC converter with a three-phase high-frequency transformer for DC renewable power source

- applications”, in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 8, pp. 3567–3580, Agosto 2011.
- [5] G. G. Facchinello, R. F. Coelho, T. B. Lazzarin, “Inversores do tipo forward para conexão de fontes renováveis à rede elétrica”, in *Eletrônica de Potência - SOBRAEP*, vol. 23, no. 2, pp. 193–203, Abril/Junho 2018.
- [6] F. Liu, Y. Chen, G. Hu, X. Ruan, “Modified three-phase three-level DC/DC converter with zero-voltage-switching characteristic-adopting asymmetrical duty cycle control”, in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 12, pp. 6307–6318, Dezembro 2014.
- [7] G. H. de A. Bastos, J. M. de Sousa, L. F. Costa, R. P. T. Bascopé, “Generation of dc-dc converters with wide conversion range based on the multistate switching cell”, in *Eletrônica de Potência - SOBRAEP*, vol. 21, no. 1, pp. 63–70, Dezembro/Feveiro 2016.
- [8] A. C. Lourenço, F. J. M. Seixas, J. C. P. Jr, P. S. Oliveira, “Conversor trifásico multipulso com regulação da tensão de saída através de estágios cc/cc sepic”, in *Eletrônica de Potência - SOBRAEP*, vol. 22, no. 1, pp. 31–39, Janeiro/Março 2017.
- [9] A. D. Callegaro, I. Barbi, D. T. da Silva Borges, D. C. Martins, “Retificador trifásico isolado modular com correção do fator de potência baseado no conversor zeta operando no modo de condução descontínuo”, in *Eletrônica de Potência - SOBRAEP*, vol. 23, no. 2, pp. 204–215, Abril/Junho 2018.
- [10] H. R. Larico, I. Barbi, “Three-phase weinberg isolated DC–DC converter: analysis, design, and experimentation”, in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 2, pp. 888–896, Fevereiro 2012.
- [11] L. Salazar, P. Ziogas, “Design oriented analysis of two types of three phase high frequency forward SMR topologies”, in *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 312–320, 1990.
- [12] H. R. Larico, I. Barbi, “Voltage-fed three-phase push-pull dc-dc converter”, in *Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 956–961, 2009.
- [13] H. R. Larico, I. Barbi, “Three-phase push-pull DC–DC converter: Analysis, design, and experimentation”, in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 12, pp. 4629–4636, Dezembro 2012.
- [14] E. V. de Souza, G. Waltrich, I. Barbi, “Bidirectional dual active clamping push-pull dc-dc converter”, in *Eletrônica de Potência - SOBRAEP*, vol. 21, no. 4, pp. 322–331, Outubro/Dezembro 2016.
- [15] H. Kim, C. Yoon, S. Choi, “A three-phase zero-voltage and zero-current switching DC–DC converter for fuel cell applications”, in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, no. 2, pp. 391–398, Fev 2010.
- [16] H. M. de Oliveira Filho, D. S. Oliveira, P. P. Praça, “Steady-State Analysis of a ZVS Bidirectional Isolated Three-Phase DC–DC Converter Using Dual Phase-Shift Control With Variable Duty Cycle,” in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 3, pp. 1863–1872, March 2016.
- [17] C. Liu, A. Johnson, J.-S. Lai, “A novel three-phase high-power soft-switched DC/DC converter for low-voltage fuel cell applications”, in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, no. 6, pp. 1691–1697, Novembro/Dezembro 2005.
- [18] S. Lee, J. Park, S. Choi, “A three-phase current-fed push-pull DC–DC converter with active clamp for fuel cell applications”, in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 8, pp. 2266–2277, Agosto 2011.
- [19] J. Choi, H. Cha, B.-M. Han, “A three-phase interleaved DC–DC converter with active clamp for fuel cells”, in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, no. 8, pp. 2115–2123, Agosto 2010.
- [20] S. Lee, J. Park, S. Choi, “A three-phase current-fed push-pull DC–DC converter with active clamp for fuel cell applications”, in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 8, pp. 2266–2277, Agosto 2011.
- [21] Y. Hu, W. Cao, S. J. Finney, W. Xiao, F. Zhang, S. F. McLoone, “New modular structure DC–DC converter without electrolytic capacitors for renewable energy applications”, in *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 5, no. 4, pp. 1184–1192, Outubro 2014.
- [22] R. Mayer, A. Péres, S. V. G. Oliveira, “Conversor cc-cc multifásico bidirecional em corrente não isolado aplicado a sistemas elétricos de tração de veículos elétricos e híbridos”, in *Eletrônica de Potência - SOBRAEP*, vol. 20, no. 3, pp. 311–321, Junho/Agosto 2015.
- [23] S. Bal, A. K. Rathore, D. Srinivasan, “Modular snubberless bidirectional soft-switching current-fed dual 6-pack (CFD6P) DC/DC converter”, in *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 30, no. 2, pp. 519–523, Feb. 2015.
- [24] R. L. Andersen, I. Barbi, “A three-phase current-fed push-pull DC–DC converter”, in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, no. 2, pp. 358–368, Fevereiro 2009.
- [25] R. L. Andersen, I. Barbi, “A ZVS-PWM three-phase current-fed push-pull DC–DC converter”, in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 3, pp. 838–847, Março 2013.
- [26] H. Cha, J. Choi, P. N. Enjeti, “A three-phase current-fed DC/DC converter with active clamp for low-DC renewable energy sources”, in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 6, pp. 2784–2793, Novembro 2008.

DADOS BIOGRÁFICOS

Menaouar Berrehil El Kattel, nascido em Terga/Ain Temouchent (Argélia), em 02/05/1978 é engenheiro eletricitista (2003) pelo Université Djillali liabes sidi bel abbès (Argélia), e mestre em Engenharia Elétrica (2013) pela Universidade Regional de Blumenau. Atualmente é aluno do doutorado pela Universidade do Estado de Santa Catarina UDESC-Joinville. Suas áreas de interesse são: eletrônica de potência e compreendem: conversores cc-cc unidirecionais e bidirecionais, conversores aplicados aos veículos elétricos e a energias renováveis. É membro da Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência SOBRAEP.

Robson Mayer, nascido em Saudades/SC, em 1985 é engenheiro eletricitista (2010) pelo Centro Universitário de

Jaraguá do Sul e mestre em Engenharia Elétrica (2014) pela Universidade Regional de Blumenau. Suas áreas de interesse são em eletrônica de potência e compreendem: conversores cc-cc bidirecionais, qualidade e processamento da energia elétrica, conversores aplicados aos veículos elétricos e híbridos, e a energias renováveis. Msc. Mayer é membro da Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência.

Sérgio Vidal Garcia Oliveira, nascido em Lages/SC, em 1974, Recebeu o título de engenheiro eletricista da FURB em

1999 e os de Mestre e de Doutor da UFSC em 2001 e 2006, respectivamente. É professor da UDESC-Joinville em tempo integral e, em tempo parcial, na FURB. É pesquisador nos seguintes tópicos: conversores CA-CA e CC-CC, acionamentos elétricos, sistemas de geração distribuída de energia, qualidade e eficiência energética, conversores estáticos aplicados nos carros híbridos e sistemas embarcados. É membro da SOBRAEP, da SBA, da PELS e da IES.